

# OFDM 기반의 셀룰러 시스템에서 가상 스마트 안테나를 이용한 셀 간 간섭 제거 기법

정희원 박 경 원\*, 이 규 인\*\*, 안 재 영\*\*\*, 종신회원 조 용 수\*\*

## An Intercell Interference Cancellation Method for OFDM-based Cellular Systems Using a Virtual Smart Antenna

Kyung-won Park\*, Kyu-in Lee\*\*, Jae-young Ahn\*\*\* *Regular Members*,  
Yong-soo Cho\*\* *Lifelong Member*

### 요 약

본 논문에서는 주파수 재사용률이 1인 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기반의 셀룰러 시스템을 위한 가상 스마트 안테나 개념을 소개한다. OFDM 기반의 셀룰러 시스템은 다중경로 채널에 강건한 장점이 있으나, 셀 경계에서 인접 셀에 의한 셀 간 간섭이 큰 단점이 있다. 본 논문에서는 다수의 기지국으로부터 수신되는 OFDM 신호의 심볼 타이밍 오프셋 추정 기법을 유도하고 준정적 페이딩 채널에서 이러한 심볼 타이밍 오프셋에 의하여 형성된 조정벡터(steering vector)를 이용한 가상 스마트 안테나 기반의 셀 간 간섭 제거 기법을 제안한다.

Key Words : OFDM, Smart Antenna, Intercell Interference, Symbol Timing-offset, MUSIC

### ABSTRACT

In this paper, a concept of virtual smart antenna (SA) is introduced for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)-based cellular systems with a frequency reuse factor equal to 1. The OFDM-based cellular system is robust to multipath channels but has a disadvantage that the intercell interference (ICI) caused by adjacent base stations is large at the edge of a cell. In this paper, after deriving the symbol timing offset estimation scheme for the OFDM signal received from multiple base stations in a quasi-static fading channel, the ICI cancellation method based on virtual smart antenna is proposed using the steering vector formed by the symbol timing offset of the desired signal and interference signals.

### I. 서 론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식은 고속의 데이터 전송을 하고자 할 경우 다중 경로에 의해 발생하는 심각한 주파수 선택적 페이딩 채널에 쉽게 대처할 수 있는 장점이

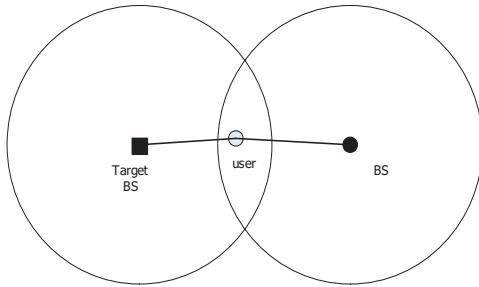
있어, DAB(Digital Audio Broadcasting), DVB(Digital Video Broadcasting), xDSL(Digital Subscriber Line), WLAN(Wireless Local Area Network), BWA(Broadband Wireless Access) 등 다양한 분야에 전송 방식으로 채택되었으며, 최근에는 4세대 이동 통신의 핵심 무선 전송기술로 활발히 연구되고 있다<sup>[1][2]</sup>. 또

\* 전자부품연구원 DxB·통신융합연구센터 (kwpark@keti.re.kr)

\*\* 중앙대학교 전자전기공학부 디지털통신 연구실 (yscho@cau.ac.kr)

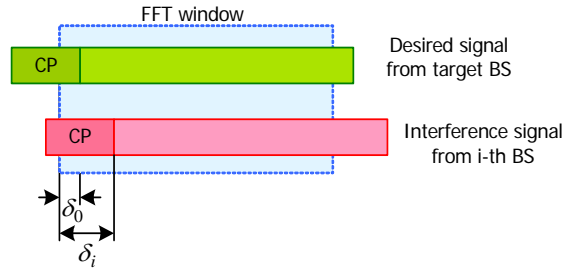
\*\*\* 전자통신연구원 차세대무선전송연구팀 (jyahn@etri.re.kr)

논문번호 : KICS-2005-06-241, 접수일자 : 2005년 06월 14일



(a) 두 인접 셀

그림 1. 두 인접 셀 경계에서 셀 간 간섭



(b) 간섭신호의 심볼 타이밍 오프셋

한, 국내에서는 OFDM 전송방식이 휴대인터넷 시스템의 물리계층 무선 전송기술로 채택되었다<sup>3)</sup>. 주파수 재사용률이 1인 셀룰러 시스템에서 셀 경계에 위치한 이동국은 자신의 기지국 신호를 셀 간 간섭이 큰 상황에서도 안정적으로 수신해야 하며, 또한 핸드오버(hand-over)를 위하여 인접 셀의 신호도 수신해야 한다. OFDM 기반의 셀룰러 시스템(cellular system)은 이상적인 환경에서 셀 내 간섭(intracell interference)이 발생하지 않는 장점이 있는 반면에 셀 경계에서 동 대역 셀 간 간섭(co-channel intercell interference)이 큰 단점이 있다. 이와 같은 셀 간 간섭을 제거하기 위한 방법으로 기지국에서 다수의 안테나를 사용하는 스마트 안테나(smart antenna) 기법이 활발히 연구되고 있으나, 다중 사용자를 위한 스마트 안테나 기법은 하드웨어 및 연산 복잡도가 크기 때문에 기지국에서도 활용범위가 제한된다<sup>4-7)</sup>. 본 논문에서는 단일 안테나를 지닌 이동국에서 가장 스마트 안테나 기법을 적용하여 셀 경계에서 셀 간 간섭을 줄이는 방식을 제안한다. 또한, 이동국에 수신되는 다수 기지국 신호의 심볼 타이밍 오프셋을 추정하는 기법을 제안한다. 제안된 셀 간섭 제거 기법은 인접 기지국의 신호를 제거할 수 있으며, 인접 기지국의 정보가 필요한 경우에 각 기지국 신호를 개별적으로 수신할 수 있는 장점이 있다. 또한, 제안된 기법은 협대역 잡음(narrow-band interference)에 강건한 장점이 있다.

본 논문의 II장에서 OFDM 기반의 셀룰러 시스템에서 인접 기지국들의 지연에 의하여 발생하는 심볼 타이밍 오프셋을 추정하는 기법을 제안하며, 이 결과를 이용하여 다른 동채널 간섭신호의 제거 기법을 III장에서 제안한다. 또한 본 논문의 IV장에서는 제안된 방식의 성능을 모의실험을 통하여 분석하고, V장에서는 결론을 맺는다.

## II. 셀 간 심볼 타이밍 오프셋 추정기법

그림 1과 같이 셀 경계에 이동국이 위치한 경우에 동일한 부반송파에 전송되는 인접 기지국 신호는 간섭신호로 작용한다. 또한, 인접 기지국으로부터 이동국까지의 거리가 다르기 때문에 일반적으로 이동국에 수신된 OFDM 신호들의 시간적인 동기 서로 일치되지 않는다. 만일 이동국이 타겟 기지국(target base station)에 보다 가까이 있다면, 그림 1(b)에서 보는 바와 같이 유효한 인접 셀 신호들은 보호구간 내에서 심볼 타이밍 오프셋이 발생한다.

$N_c$ 의 인접 셀이 존재하는 경우에 각 기지국으로부터의 수신신호 전력이 동일하고  $N_c$ 보다 큰  $G$ 개의 인접 부반송파를 하나의 자원(resource)으로 할당하는 클러스터 형태의 자원할당을 가정하면, 인접 셀로부터 수신된 주파수영역에서 수신신호는 다음과 같이 표현된다.

$$Y(k) = \sum_{i=0}^{N_c-1} X_i(k)H_i(k) + N(k) \quad (1)$$

여기서  $H_0(k)$ 는 자신의 셀에 대한 채널의 주파수 응답을 나타내며,  $i \neq 0$ 인  $H_i(k)$ 는 인접 기지국과 이동국 사이에 형성된 채널의 주파수 응답을 의미한다.  $X_i(k)$ 는 인접 셀의 간섭신호를 의미하며, 타겟신호  $X_0(k)$ 와 상관성이 없음을 가정한다. 인접 채널 간 간섭을 제거하고 심볼 타이밍 오프셋을 추정하기 위하여 동기 대역폭(coherence bandwidth)보다 작은  $G$  인접 부반송파에 동일한 신호를 전송한다. 이와 같은 부반송파 할당방식은 협대역 간섭에 강한 장점이 있다. 유효한 타겟신호의 심볼 타이밍 오프셋은  $\delta_0$ 이며,  $i$  번째 간섭신호에 대한 심볼 타이밍 오프셋은  $\delta_i$ 인 경우에 부반송파 그룹 내에서 채널의 변화가 없음을 가정하면 식 (1)의 수신신호는 다음

과 같이 벡터형태로 수정된다.

$$\mathbf{y}(m) = \mathbf{A}(m)\mathbf{x}(m) + \mathbf{n}(m), \quad (2)$$

$$m \in \{0, 1, \dots, M-1\}$$

여기서  $M$ 은 하나의 OFDM 심볼의 총 자원 수로  $M = N/G$ 로 주어지며, 인덱스  $m$ 은  $M$ 개의 자원 중  $m$ 번째 자원을 의미하다. 또한, 수신신호 벡터  $\mathbf{y}(m)$ , 채널 행렬  $\mathbf{A}(m)$ , 송신신호 벡터  $\mathbf{x}(m)$ 은 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{y}(m) = [Y(M \cdot m), \dots, Y(M \cdot m + G - 1)]^T$$

$$\mathbf{A}(m) = [\mathbf{z}_0(m), \dots, \mathbf{z}_{N_c-1}(m)]$$

$$\mathbf{x}(m) = [X_0(m), \dots, X_{N_c-1}(m)]^T$$

$$\mathbf{n}(m) = [N(M \cdot m), \dots, N(M \cdot m + G - 1)]^T$$

$$\mathbf{z}_i(m) = \overline{H}_i(m)e^{-j2\pi\delta_i G m/N} \mathbf{a}(\delta_i)$$

$$\mathbf{a}(\delta_i) = [1, e^{-j2\pi\delta_i/N}, \dots, e^{-j2\pi\delta_i(G-1)/N}]^T$$

위 수식에서  $\overline{H}_i(m)$ 은 타이밍 오프셋이 발생하지 않는 경우에  $m$ 번째 자원의 주파수 응답을 나타낸다. 또한  $\mathbf{a}(\delta_i)$ 는 타이밍 오프셋  $\delta_i$ 에 의한 부반송과 간 위상회전을 의미한다. 식 (2)로부터  $m$ 번째 자원에 대한 수신신호의 상관행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{R}(m) = E[\mathbf{y}(m)\mathbf{y}^H(m)] \quad (3)$$

$$= \mathbf{A}(m)\mathbf{R}_x(m)\mathbf{A}^H(m) + \sigma_n^2\mathbf{I}_G$$

여기서  $\mathbf{R}_x(m)$ 는 송신신호 벡터  $\mathbf{x}(m)$ 의 자기상관행렬이다. 타겟신호와 간섭신호 사이에 상관성이 없고 평균 송신전력이  $\sigma_x^2$ 로 동일하다면, 송신신호 벡터의 자기상관 행렬은 다음과 같이 단순화된다.

$$\mathbf{R}_x(m) = E[\mathbf{x}(m)\mathbf{x}^H(m)] \quad (4)$$

$$= \sigma_x^2\mathbf{I}_G$$

식 (4)를 식 (3)에 대입하면 수신신호의 상관행렬은 다음 식과 같이 채널 행렬에 의존하는 식으로 유도된다.

$$\mathbf{R}(m) = \sigma_x^2\mathbf{A}(m)\mathbf{A}^H(m) + \sigma_n^2\mathbf{I}_G \quad (5)$$

하지만, 식 (3)의 양상불 공분산 행렬을 구하는 것이 어렵기 때문에 일반적으로 제한 수의 수신 심볼에 대하여 다음과 같이 추정된다.

$$\hat{\mathbf{R}}(m) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{y}_l(m)\mathbf{y}_l^H(m) \quad (6)$$

여기서  $\mathbf{y}_l(m)$ 은  $l$ 번째 수신된 OFDM 심볼의 수신 신호벡터를 나타내며,  $L$ 은 상관행렬을 계산하기 위해 소요된 수신신호 벡터의 수를 나타낸다.  $L$ 이 증가함에 따라  $\hat{\mathbf{R}}(m)$ 은  $\mathbf{R}(m)$ 에 접근하지만 많은 수의 심볼 및 연산량이 요구된다.

추정된 수신신호의 상관행렬  $\hat{\mathbf{R}}(m)$ 은 신호 부공간(signal subspace)과 잡음 부공간(noise subspace)으로 구성되며 이들 두 부공간은 서로 직교한다. 이러한 두 부공간 사이의 직교성을 이용하는 기존의 MUSIC(Multiple Signal Classification) 기법과 같이 잡음 부공간에 직교하는 위상회전 벡터  $\mathbf{a}(\delta_i)$ 를 찾음으로써 인접 셀의 심볼 타이밍 오프셋  $\delta_i$ 를 추정할 수 있다. 심볼 타이밍 오프셋을 추정하기 위하여 먼저, 잡음전력  $\sigma_n^2$ 에 가까운 상관행렬  $\hat{\mathbf{R}}(m)$ 의 고유치(eigenvalue)에 대응되는 잡음 고유 벡터(eigenvector)를 다음과 같이 행렬로 구성한다.

$$\mathbf{V}(m) = [\mathbf{q}_{N_c}(m), \mathbf{q}_{N_c+1}(m), \dots, \mathbf{q}_{G-1}(m)] \quad (7)$$

여기서  $\mathbf{q}_i(m)$ 는  $i$ 번째 고유치에 대응하는 고유벡터를 의미한다. 위상회전 벡터  $\mathbf{a}(\delta_i)$ 와 잡음 부공간 벡터로 구성된 행렬  $\mathbf{V}(m)$ 은 직교하기 때문에 신호가 존재하는 타이밍 오프셋에서는  $\mathbf{a}^H(\delta_i)\mathbf{V}(m) = 0$ 의 조건을 만족한다. 일반적으로 행렬  $\mathbf{V}(m)$ 은 추정된 상관행렬로부터 계산되기 때문에 최소치를 탐색하는 것보다 다음과 같이 MUSIC 스펙트럼을 구성하여 피크치를 탐색하는 것이 보다 효율적이다<sup>5)</sup>.

$$P_m(\delta) = \frac{\mathbf{a}^H(\delta)\mathbf{a}(\delta)}{\mathbf{a}^H(\delta)\mathbf{V}(m)\mathbf{V}^H(m)\mathbf{a}(\delta)} \quad (8)$$

위의 식 (8)의 MUSIC 스펙트럼  $P_m(\delta)$ 은 수신신호의 타이밍과 일치하는 타이밍 즉,  $\delta = \delta_i$ 에서 피크치를 가지기 때문에 다중 셀룰러 환경에서 각 기지국에서 수신되는 신호들의 심볼 타이밍 오프셋을 추정할 수 있다. 그러나 하나의 클러스터 내에서  $2\pi$  이상의 위상변화가 발생할 경우에 심볼 타이밍 오프셋을 추정할 수 없다. 결과적으로 제안된 심볼 타이밍 오프셋 추정기의 추정범위는  $0 \leq \delta < N/G$ 로 제한된다.

본 논문에서 제안된 셀 간 심볼 타이밍 오프셋 추정 기법은 MUSIC 방식을 기반으로 유도되었지만 이외에도 ESPRIT(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique) 등 기존 스마트 안테나의 DoA(Direction-of-Arrival) 추정 기법

을 식 (2)를 이용하여 심볼 타이밍 오프셋의 추정 기법으로 쉽게 전환할 수 있다.

### III. 가상 스마트 안테나를 이용한 셀 간 간섭 제거 기법

OFDM 기반의 셀룰러 시스템은 셀 경계에서 인접 셀 간섭의 영향이 크기 때문에 성능이 열화되는 단점이 있다. 인접 셀 간섭을 줄이기 위해서 서로 다른 부반송파를 셀 간 중첩되지 않도록 각 셀에 미리 할당하는 방법을 고려할 수 있으나, 이와 같은 방식은 협대역 간섭에 취약한 문제점이 있다. 협대역 간섭을 줄이며 셀 간 간섭을 제거하기 위하여 MC-CDMA(Multicarrier-Code Division Multiple Access)와 같은 방식은 하나의 클러스터(cluster) 내에서 직교코드(orthogonal code)로 확산시켜 전송할 수 있으나, 셀 경계에서 발생하는 유효한 간섭 신호의 심볼 타이밍 오프셋이 존재하는 경우에 위상회전에 의하여 직교성이 파괴되므로 성능이 열화된다. 이러한 OFDM 기반의 셀룰러 시스템의 셀 간 간섭 신호를 효과적으로 제거하고 서비스 용량 및 범위를 증대시키기 위하여 기지국에서 다수의 안테나를 사용하는 스마트 안테나(SA:Smart Antenna) 기법을 OFDM 시스템에 도입하는 연구가 활발히 진행되고 있다<sup>4)~7)</sup>. 그러나 상향링크 스마트 안테나 기법과 달리 하향링크 스마트 안테나 기법은 송신측인 기지국에서 모든 연산과정을 수행하고 수신측인 이동국에서는 간단한 채널등화만을 수행할 수 있기 때문에 피드백(feedback) 정보 혹은 상향링크 빔형성 계수로부터 계산된 하향링크 빔형성 계수는 채널이나 간섭환경이 변화하면 정확도가 떨어져 간섭의 영향이 커질 수 있다. 또한 기지국과 이동국 양측에서 다수의 안테나를 사용하여 최적 빔형성을 수행할 수 있지만, 단말기의 연산량이나 전력 소모량이 크기 때문에 적용하기 어렵다.

식 (2)에서  $G$ 개의 수신신호로 구성된 수신벡터는 스마트 안테나의 각 안테나에 수신된 수신신호 벡터와 같으며, 심볼 타이밍 오프셋에 의한 주파수 영역의 위상회전 벡터  $\mathbf{a}(\delta_i)$ 는 스마트 안테나의 조정 벡터(steering vector)와 동일한 역할을 수행한다. 본 절에서는 이와 같은 특징을 기반으로 단일 수신 안테나를 지닌 이동국이 다수의 인접 부반송파를 가상의 안테나로 이용하는 가상 스마트 안테나 기법을 제안한다. 가상 스마트 안테나 기법에서 타겟 신호에 대한 조정 벡터는  $\mathbf{a}(\delta_0)$ 이 되며, 간섭신호의

조정 벡터는  $i \neq 0$ 인  $\mathbf{a}(\delta_i)$ 가 되므로  $\delta_i \neq \delta_0$ 인 간섭 신호의 영향을 제거할 수 있다. 이때, 간섭신호의 수  $N_c - 1$ 은 항상  $G$ 보다 작아야 한다. 또한, 제안된 방식은 그룹의 크기  $G$ 를 간섭 환경에 맞추어 유연하게 선택할 수 있다.

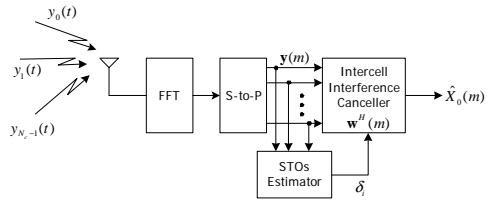


그림 2. 제안된 셀 간 간섭 제거 기법의 블록도

그림 2는 제안된 셀 간 간섭 제거 기법의 블록도를 보여준다. 제안된 기법은 먼저 식 (4)의 STO 추정기법을 이용하여 각 STO를 추정한 후, 이를 기반으로 심볼 타이밍 오프셋 영역에서 가상 빔을 형성하여 간섭신호를 제거한다. 그림 3은 총 부반송파수가  $N=64$ 이고 조정 벡터가  $\mathbf{a}(0)$ 인 경우에 가상 스마트 안테나의 빔패턴을 보여준다. 빔패턴은 심볼 타이밍 오프셋  $\delta_i$ 에 의하여 결정되며 동일한 채널을 가정하기 위하여 4개의 인접 부반송파를 할당한 경우( $D=1$ )에 빔패턴의 빔폭(beamwidth)이 비교적 크게 나타나는 반면에 동기 대역폭이 커서 동기 대역폭 내에서 interleaved 형태로 8개의 부반송파에 균일하게 분포된 4개 부반송파를 할당하는 경우( $D=2$ )에  $D=1$ 인 경우보다 좁은 빔폭을 얻을 수 있음을 그림3으로부터 확인할 수 있다.

제안된 가상 스마트 안테나 기법에서 빔형성 계수(beamforming weight) 벡터가  $\mathbf{w}(m)$ 로 주어질 경우에 빔형성기의 출력신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{X}_0(m) = \mathbf{w}^H(m)\mathbf{x}(m) \quad (9)$$

가상 스마트 안테나에서 빔형성 계수  $\mathbf{w}(m)$ 를 계산하기 위한 기법에는 훈련신호 기반의 SMI(Simple Matrix Inversion), LMS(Least Mean Square), RLS(Recursive Least Square) 등의 기법이 있으며, 심볼 타이밍 오프셋 기반의 Null-steering, MVDR(Minimum Variance Distortionless Response) 등의 다양한 방식들이 있다. 하지만 훈련신호 기반의 빔형성 기법은 훈련신호에 의한 오버헤드 크기 때문에 본 논문에서는 다중 셀 환경에서 데이터 전송 시 셀 간 간섭을 제거할 수 있는 심볼 타이밍 오프셋 기반의 빔형성 기법만을 설명한다.

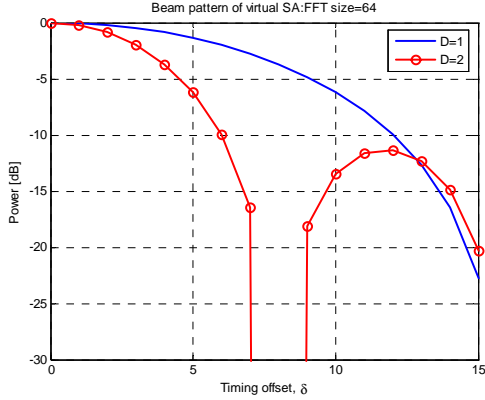


그림 3. 가상 스마트 안테나의 빔패턴

### 3.1 Null-steering 기법

모든 자원에 대해서 간섭의 통계적 신호 특성이 동일하다고 가정하면 null-steering 빔형성 계수는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{w}^H = \mathbf{e}^T \mathbf{P}^+ \quad (10)$$

여기서 “+”는 의사 역행렬(pseudo inverse matrix)을 의미하며, 행벡터  $\mathbf{e}$ 는  $\mathbf{e} = [1, 0, \dots, 0]^T$ 로 정의된다. 또한, 행렬  $\mathbf{P}$ 는 고려하고 있는 인접 셀 신호들의 조정 벡터로 구성된 행렬을 의미하며  $\mathbf{P} = [\mathbf{a}(\delta_0), \dots, \mathbf{a}(\delta_{N-1})]$ 로 주어진다. 조정 행렬  $\mathbf{P}$ 는 채널 행렬 식 (2)의  $\mathbf{A}(m)$ 에서 채널계수와 자원 인덱스에 의한 위상회전 항을 제거한 식과 동일하다. 식 (10)의 계수를 빔형기에 적용하면 빔형성기 출력은 다음과 같다.

$$\hat{X}_0(m) = \overline{H}_0(m)X_0(m) + \mathbf{w}^H(m)\mathbf{n}(m) \quad (11)$$

여기서  $\overline{H}_0(m)$ 는  $m$ 번째 자원의 채널 계수를 나타낸다. 식 (11)에서 보는 바와 같이 null-steering 기반의 빔형성 계수는 채널에 대한 고려가 없기 때문에 빔형성기 출력에 대한 채널등화 과정이 필요하다.

제안된 null-steering 기법은 타겟신호의 심볼 타이밍 오프셋 및 간섭신호의 타이밍 오프셋을 알아야만 빔형성 계수를 계산할 수 있다. 셀 간 심볼 타이밍 오프셋은 II절에 제안된 방식을 이용하여 추정할 수 있다. Null-steering 기법은 심볼 타이밍 오프셋에 대한 정보만 획득하면 쉽게 빔형성 가중치를 구할 수 있는 장점이 있지만 최적 수신 SNR(Signal-to-Noise power Ratio)을 얻을 수 없는 단점이 있다.

### 3.2 MVDR 기법

MVDR 방식은 타겟신호의 전력이 1인 구속조건 하에서 총 수신전력을 최소화시킴으로써 간섭신호 전력을 최소화 시키는 방식이다. MVDR 기반의 빔형성 계수  $\mathbf{w}(m)$ 는 다음과 같은 최적화 문제의 해로 주어진다.

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}(m)} & \mathbf{w}^H(m)\mathbf{R}(m)\mathbf{w}(m), \\ \text{s.t.}, & \mathbf{w}^H(m)\mathbf{a}(\delta_0) = 1 \end{aligned} \quad (12)$$

여기서  $\mathbf{R}(m)$ 는 식 (3)에 주어진 각 자원에서의 앙상블 자기상관 행렬을 나타낸다. 식 (12)의 최적화 문제의 해는 Lagrange multiplier를 통하여 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{w}(m) = \frac{\mathbf{R}^{-1}(m)\mathbf{a}(\delta_0)}{\mathbf{a}^H(\delta_0)\mathbf{R}^{-1}(m)\mathbf{a}(\delta_0)} \quad (13)$$

MVDR 기법 역시 구속조건에 채널에 대한 고려가 없기 때문에 부가적인 채널등화 과정이 필요하다. MVDR 빔형성기 출력의 평균 전력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P(m) &= \mathbf{w}^H(m)\mathbf{R}(m)\mathbf{w}(m) \\ &= \frac{1}{\mathbf{a}^H(\delta_0)\mathbf{R}^{-1}(m)\mathbf{a}(\delta_0)} \end{aligned} \quad (14)$$

위의 평균 수신전력은 신호전력, 잔류 간섭전력, 잡음전력의 합으로 주어진다.

그림 4는 타겟신호의 심볼 타이밍 오프셋은  $\delta_0 = 0$ 이며 간섭신호의 심볼 타이밍 오프셋이  $\delta_1 = 5$ 인 경우에 null-steering과 MVDR 기법의 빔패턴을 보여준다. 여기서 null-steering의 빔패턴은 수신부에서 두 셀 신호의 심볼 타이밍을 안다는 가정 하에서

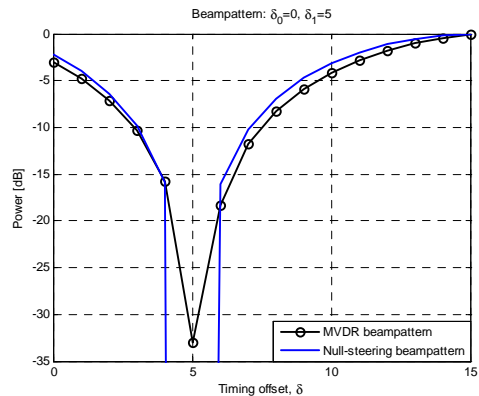
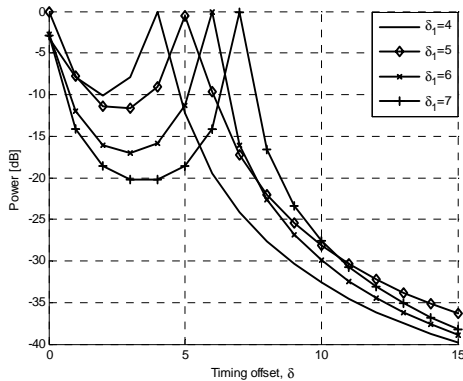
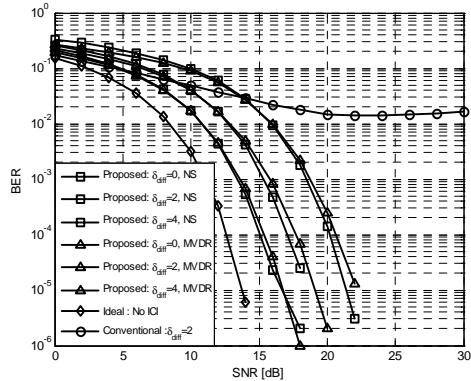


그림 4. 가상 스마트 안테나의 빔패턴(SNR=15dB, SIR=0dB)



(a) 심볼 타이밍 오프셋 추정을 위한 MUSIC 스펙트럼  
그림 5. 제안된 심볼 타이밍 오프셋의 추정 및 셀 간 간섭 제거 기법



(b) 가상 스마트 안테나 기법의 성능

식 (10)의 결과이며 MVDR 빔패턴은 SNR=15dB에서 타겟신호의 심볼 타이밍만을 안다는 가정 하에 식 (13)를 통하여 추정한 결과이다. 그림 4로부터 간섭 신호의 심볼 타이밍 오프셋인 5에서 신호가 제거됨을 확인할 수 있다.

#### IV. 모의 실험

본 절에서는 보호구간의 길이가  $N_{CP}=16$ 이며 총 부반송파 수가  $N=64$ 인 OFDM 기반의 셀룰러 시스템에서 제안된 셀 간 심볼 타이밍 오프셋의 추정 성능 및 셀 간 간섭 제거 성능을 검증한다.

그림 5(a)는 두 개의 셀을 가정할 때, 타겟 기지국 신호의 심볼 타이밍 오프셋은  $\delta_0=0$ 로 고정되어 있고 인접 기지국의 신호의 심볼 타이밍 오프셋  $\delta_1$ 가 4에서 7샘플 지연된 경우에 SNR이 15dB 환경에서 식 (8)에 따른 MUSIC 스펙트럼을 보여준다. 여기서 추정 가능한 간섭 신호의 수를 결정하는  $G$ 는 4를 사용하였으며, 그림 5(a)에서 간섭신호의 전력 수신하고자 하는 신호의 전력과 동일한 경우, 즉 SIR(Signal-to-Interference power Ratio)이 0dB인 경우에 지연된 신호가 존재하는 타이밍 오프셋에서 식 (8)의 MUSIC 스펙트럼이 최대가 되며, 타이밍 오프셋이 커질수록 추정 성능은 개선됨을 확인할 수 있다. 그림 5(b)는 가산성 백색잡음 환경 하에서 제안된 셀 간 간섭의 비트 오류율 성능을 보여준다. 성능분석의 용이성을 위하여 셀 간 타이밍 오프셋을 보호구간의 중간 지점을 기준으로  $\delta_{diff} = N_{CP}/2 - (\delta_0 - \delta_1)$ 로 정의한다. 주파수 영역에서 길이 4인 직교코드를 전송하는 기존의 방식은 인접 셀 신호의 심볼 타이밍 오프셋에 의한 영향으로

$\delta_{diff} = 2$ 인 경우에도 오류마루가 발생한다. 반면에, 제안된 MVDR과 null-steering(NS) 기법은  $\delta_{diff}$ 가 클수록 동일한 빔폭에서 간섭신호를 효과적으로 제거할 수 있기 때문에 성능이 개선된다. 수신전력을 최소화 시키는 기준으로 가중치를 최적화시킴으로써 간섭신호 전력을 최소화 시키는 MVDR 기법은 간섭신호가 하나인 경우에 null-steering 기법과 유사한 성능을 보이나 간섭신호가 증가하면 단순히 널을 조정하는 null-steering 기법보다 우수한 성능을 보인다. 또한, MVDR 기법은 타겟 신호의 타이밍 오프셋만 요구되기 때문에 셀 간 심볼 타이밍 오프셋의 추정이 간단한 장점이 있다.

#### V. 결론

본 논문에서는 셀 경계에서 셀 간 간섭을 줄이기 위하여 인접 셀 간 발생하는 심볼 타이밍 오프셋에 의한 부반송파 간 위상회전을 이용한 가상 스마트 안테나 기법을 제안하였다. 또한, 인접 셀의 심볼 타이밍 오프셋을 효과적으로 추정할 수 있는 기법을 제안하였다. 제안된 심볼 타이밍 오프셋 기반의 셀 간섭 제거 기법은 단일 안테나를 지닌 이동국에서 간섭신호를 제거하는 기법으로, 핸드오버 등을 위하여 필요하다면 인접 기지국의 신호와 자신의 기지국 신호를 동시에 수신할 수 있음을 수식적으로 유도하였다.

#### 참고 문헌

[1] J. Chuang, N. Sollenberger, "Beyond 3G: Wideband Wireless Data Access Based on

OFDM and Dynamic Packet Assignment”, *IEEE Comm. Mag.*, Vol. 38, No 7, July 2000.

[2] IEEE 802.16<sup>TM</sup>-2004, IEEE Standard for Local and metropolitan area networks, Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access System, Oct. 2004.

[3] 한국정보통신기술협회, 2.3GHz 휴대인터넷 표준-물리계층, Oct. 2004.

[4] B. D. Van Veen and K. M. Buckley, “Beamforming: a versatile approach to spatial filtering,” *IEEE ASSP Mag.*, pp. 4-24, Apr. 1998.

[5] J. C. Liberti and T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*, Prentice Hall PTR, 1999.

[6] L. C. Godara, *Smart Antennas*, CRC Press, 2004.

[7] K. I. Pedersen and P. E. Mogensen, “A Simple Downlink Antenna Array Algorithm Based on a Hybrid Scheme of Transmission Diversity and Conventional Beamforming,” *IEEE VTC*, 2001.

박 경 원 (Kyung-won Park) 정회원




1999년 2월 중앙대학교 전기 공학과 공학사  
 2001년 2월 중앙대학교 전기 공학과 공학석사  
 2005년 2월 중앙대학교 전기전자공학부 공학박사  
 2005년 1월~현재 전자부품연구원  
 <관심분야> 디지털 통신, OFDM 셀룰러/LAN 모델, 디지털 방송 및 통신융합 시스템

이 규 인 (Kyu-in Lee) 정회원



2001년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 공학사  
 2003년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 공학석사  
 2003년 3월~현재 중앙대학교 전기전자공학부 박사과정  
 <관심분야> 디지털 통신, 무선 모델, OFDM

안 재 영 (Jae-young Ahn) 정회원



1983년 연세대학교 전기 공학과 공학사  
 1985년 연세대학교 대학원 석사  
 1989년 연세대학교 대학원 공학박사  
 1984년~현재 한국전자통신연구원 이동통신연구단 차세대무선전송연구팀 팀장/책임연구원  
 <관심분야> 디지털 무선전송, 무선 MAC 프로토콜, 이동통신 네트워크

조 용 수 (Yong-soo Cho) 종신회원



1984년 2월 중앙대학교 전자 공학과 공학사  
 1989년 2월 연세대학교 전자 공학과 석사  
 1991년 The University of Texas at Austin 공학박사  
 1984년 금성전자(주) 연구원  
 2001년 한국전자통신연구원 초빙연구원  
 1992년~현재 중앙대학교 전자전기공학부 교수  
 <관심분야> 디지털 통신, OFDM 셀룰러/LAN 모델, OFDM 모델의 FPGA 설계